

к.т.н. Мотченко А.И.,
к.т.н. Ушаков В.И.,
к.т.н. Саратовский Р.Н.,
Ушаков Д.В.
(ДонГТУ, г.Алчевск, Украина)

АНАЛИЗ РАБОТЫ ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ КОНТУРОМ

Проаналізована аналітичним методом робота резонансного інвертора напруги при частотному способі регулювання та при зміні індуктивності навантаження.

Ключові слова: інвертор напруги, резонансний контур, індукційне навантаження, частотне регулювання.

Проанализирована аналитическим методом работа резонансного инвертора напряжения при частотном способе регулирования и при изменении индуктивности нагрузки.

Ключевые слова: инвертор напряжения, резонансный контур, индукционная нагрузка, частотное регулирование.

Прогресс в производстве полностью управляемых силовых быстродействующих транзисторов типа MOSFET и IGBT дал мощный толчок к развитию на их основе высокочастотных источников питания для различных электротехнических установок и комплексов. Установки индукционной пайки, закалки, наплавки, отжига, плавки, нагрева перед пластической деформацией и другие могут быть укомплектованы транзисторными преобразователями. Для электротехнологических установок индукционного нагрева в диапазоне частот 22-440 кГц используется простая структура построения высокочастотного источника питания, состоящая из сетевого неуправляемого выпрямителя и инвертора напряжения. Нагрузкой инвертора напряжения является последовательно соединенные индуктор и конденсатор, включенные напрямую или через согласующий трансформатор.

Основной особенностью индукционной нагрузки является сильная зависимость ее электрических параметров от температуры нагрева заготовки [1, 2]. Активное сопротивление индуктора может изменяться в 2-4 раза, а индуктивное в 1,3-1,6 раза. Добротность применяемых индукторов находится в пределах 5-20. Это приводит к изменению электрических параметров, характеризующих работу источника питания и,

как следствие, к нарушению технологических режимов электротехнологической установки.

Нормальная работа инвертора обеспечивается при условии, что выходная мощность и мощность потерь в силовых элементах не превышает допустимого значения, а для соблюдения технологических режимов, необходимо осуществлять регулирование и стабилизацию выходных параметров тока, напряжения или мощности. Существует достаточно большое разнообразие способов регулирования и стабилизации выходных параметров [3, 4]. Одним из возможных способов регулирования является способ, основанный на изменении частоты переключения транзисторов.

Целью данной статьи является анализ работы последовательного резонансного инвертора напряжения при изменении частоты управления и индукционной нагрузки.

На рисунке 1 представлена типовая схема высокочастотного источника питания на базе транзисторного инвертора напряжения, в диагональ переменного тока которого включена технологическая нагрузка, представленная в виде последовательной схемы замещения индуктора (индуктивности L_h и активного сопротивления R_h) и компенсирующего конденсатора C_h .

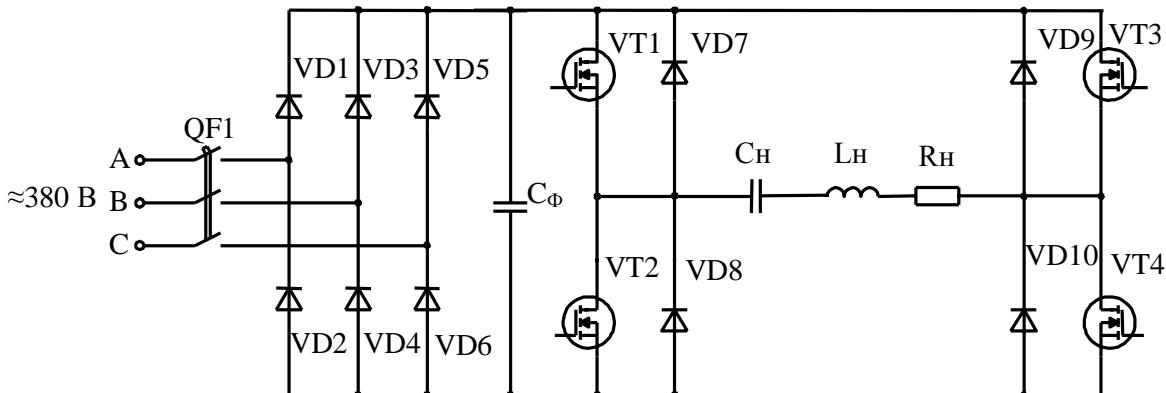


Рисунок 1 – Схема высокочастотного источника питания на базе транзисторного инвертора напряжения

В зависимости от соотношения частоты работы инвертора f и собственной частоты последовательного резонансного RLC -контура f_0 возможны три режима работы инвертора. Временные диаграммы выходного тока и напряжения для трёх режимов работы представлены на рисунке 2.

Первый режим наблюдается при $f = f_0$, это режим резонанса. На рисунке 2 выходной ток соответствующий этому режиму изображен линией под номером 1. В этом режиме ток в контуре совпадает по фазе

с напряжением, а включение и выключение происходит при минимальных динамических потерях в них.

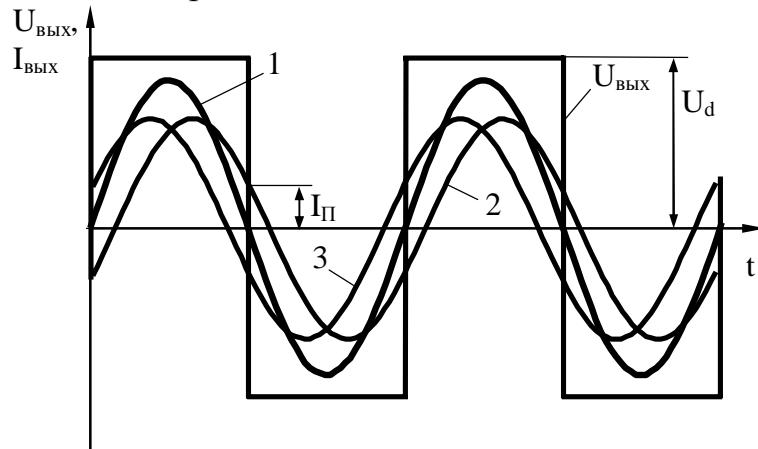


Рисунок 2 – Временные диаграммы выходного тока и напряжения для трёх режимов работы инвертора

Второй режим наблюдается при $f > f_0$, это режим индуктивной реакции нагрузочного контура. Выходной ток соответствующий этому режиму изображен линией под номером 2. В этом режиме выключение транзисторов происходит при наличии тока I_{Π} в них и динамических потерях соответствующих этому току. Включение транзисторов происходит при незначительном напряжении, равном падению напряжения на параллельно подключенных к ним обратных диодах от протекания тока рекуперации.

Третий режим наблюдается при $f < f_0$, это режим емкостной реакции нагрузочного контура. Выходной ток соответствующий этому режиму изображен линией под номером 3. В этом режиме выключение происходит при незначительном напряжении, равном падению напряжения на параллельно подключенных к ним обратных диодах от протекания тока рекуперации, а значит и низких динамических потерях мощности. Включение транзисторов происходит при сквозных токах обусловленных временем обратного восстановления открытых обратных диодов противоположной диагонали моста и значительных потерях мощности, как в транзисторах, так и диодах.

Для анализа электромагнитных процессов, происходящих в схеме инвертора, воспользуемся идеализированной схемой замещения приведенной на рисунке 3.

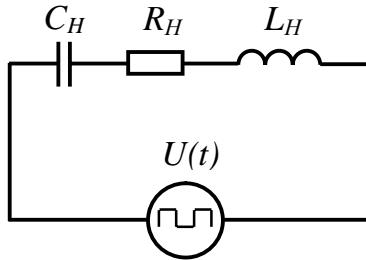


Рисунок 3 - Идеализированная схема замещения

Здесь $U(t)$ источник переменного прямоугольного напряжения. Его разложение в ряд Фурье можно представить формулой

$$U(t) = \frac{4U_d}{\pi} (\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots), \quad (1)$$

где U_d – постоянное напряжение на выходе выпрямителя.

С целью упрощения анализа, исключим из разложения прямоугольного напряжения в ряд Фурье высшие гармонические составляющие, тогда последовательный RLC -контур будет подключен к источнику синусоидального напряжения с амплитудой U_m и действующим его значением U

$$U(t) = \frac{4U_d}{\pi} \sin \omega t = U_m \sin \omega t; \quad (2)$$

$$U = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d = 0,9U_d. \quad (3)$$

Теперь можно произвести анализ схемы по первой гармонике, без учета высших гармоник, при этом считая транзисторы идеальными ключевыми элементами.

Полное сопротивление нагрузочного контура

$$Z = \sqrt{R_H^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{R_H^2 + (\omega_0 L_H - 1/\omega_0 C_H)^2}, \quad (4)$$

где X_L и X_C – соответственно индуктивная и емкостная составляющие полного сопротивления нагрузочного контура Z ;

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{L_H C_H} \text{ - угловая резонансная частота.}$$

При резонансе $X_L = X_C$, тогда полное сопротивление нагрузочного контура при резонансе равно активному $Z = R_H$.

Фазовый сдвиг между током и напряжением в нагрузочном контуре при резонансе

$$\varphi_0 = \arctg \frac{X_L - X_C}{R_H} = 0. \quad (5)$$

При этом синусоидальный ток в нагрузочном контуре с амплитудой I_m и действующим значением I равны

$$I(t) = \frac{U(t)}{R_H} = \frac{4U_d}{\pi R_H} \sin \omega t = I_m \sin \omega t; \quad (6)$$

$$I = \frac{4U_d}{\sqrt{2}\pi R_H}. \quad (7)$$

Мощность, выделяемая в нагрузке равна

$$P_H = I^2 R_H = \frac{8U_d^2}{\pi^2 R_H}. \quad (8)$$

Напряжение на реактивных элементах равны

$$U_L = U_C = \omega_0 L_H I(t) = \frac{\omega_0 L_H}{R_H} U(t). \quad (9)$$

Добротность нагрузочного контура

$$Q_H = \frac{\omega_0 L_H}{R_H} = \frac{\sqrt{L_H/C_H}}{R_H}. \quad (10)$$

Добротность нагрузочного контура показывает, во сколько раз напряжение на реактивных элементах превышает напряжение на входе схемы при резонансе.

В установках индукционного нагрева добротность индукторов обычно лежит в пределах 3...12. На практике для характеристики индукционного нагревателя часто пользуются таким параметром, как коэффициент мощности индуктора

$$\cos \varphi_u = \frac{R_H}{\sqrt{R_H^2 + X_L^2}}. \quad (11)$$

Проанализируем работу схемы инвертора при изменении частоты управления f , что соответствует изменению частоты источника синусоидального напряжения $\omega = 2\pi f$ при неизменных параметрах колебательного $R_H L_H C_H$ -контура и величины напряжения U . Рассмотрим характер изменения модуля тока I в функции от частоты.

Ток в нагрузке

$$I_H = \frac{U_d}{\sqrt{R_H^2 + \left(\omega L_H - \frac{1}{\omega C_H}\right)^2}} = \frac{U_d}{R_H} \frac{1}{\sqrt{1 + Q_H^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}. \quad (12)$$

Из этого выражения следует, что при неизменных параметрах L_H , C_H и U_d , в резонансном режиме, когда $I_H = U_d / R_H$, меньшему значению R_H (большему значению Q_H) соответствует большее значение тока нагрузки I .

Если нормировать ток в нагрузке в долях от тока при резонансе, получим зависимость тока нагрузки в относительных единицах от частоты в долях от резонансной частоты

$$I_{o.e.} = \frac{I}{\frac{U_d}{R_H}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_H^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}. \quad (13)$$

Графики тока в относительных единицах, построенных по формуле (13), приведены на рисунке 4.

Чем выше добротность нагрузочного контура (индуктора), тем более узкой становится форма кривой $I=f(\omega)$, а значит, эффективность частотного регулирования становится выше. С учетом того, что потери в транзисторах меньше при частоте управления выше резонансной частоты нагрузочного контура, то при регулировании этот диапазон частот предпочтительнее, чем диапазон частот управления ниже резонансной.

Настройке инвертора на резонансную частоту нагрузочного контура f_0 соответствует индуктивность L_0 и нулевой фазовый сдвиг между током и напряжением φ_0 , независящим от сопротивления нагрузки R_H .

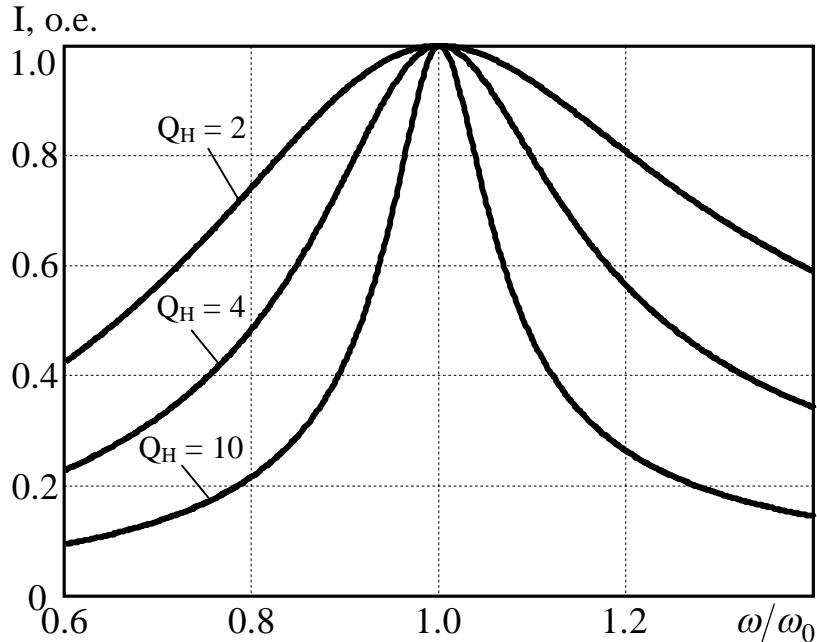


Рисунок 4 – График изменения тока от частоты управления

Относительное изменение величины нагрузочной емкости за цикл нагрева зависит от типа используемых конденсаторов, теплового режима их эксплуатации и оно меньше относительного изменения величины эквивалентной индуктивности и активного сопротивления.

Рассмотрим, к чему приведет изменение индуктивности нагрузочного контура при неизменных остальных параметрах. Это приводит к изменению собственной частоты нагрузочного контура ω . Изменение индуктивности нагрузки так же приводит к изменению фазового сдвига φ в соответствии с выражением

$$\varphi = \arctg \left(Q_o \left(\frac{L_H}{L_o} - 1 \right) \right), \quad (14)$$

где Q_o - добротность контура при $L_H=L_o$.

За цикл нагрева индуктивность нагрузочного контура изменяется от максимального значения до номинального, чему соответствует два режима работы: режим индуктивной реакции нагрузочного контура $f > f_0$ и резонанса $f = f_0$ (рисунок 2).

Зависимость φ от относительного изменения L_H при разных значениях добротности нагрузки представлены на рисунке 5.

Фазовому сдвигу φ соответствует определенное значение тока переключения I_{Π} . Относительное значение тока переключения транзисторов

$$I_{\Pi}^* = \frac{I_{\Pi}}{I_m} = \sin \varphi. \quad (15)$$

С учетом выражений (14) и (15) зависимость $I_{\Pi}^* = f\left(\frac{L_H}{L_0}\right)$ будет иметь вид представленной на рисунке 6.

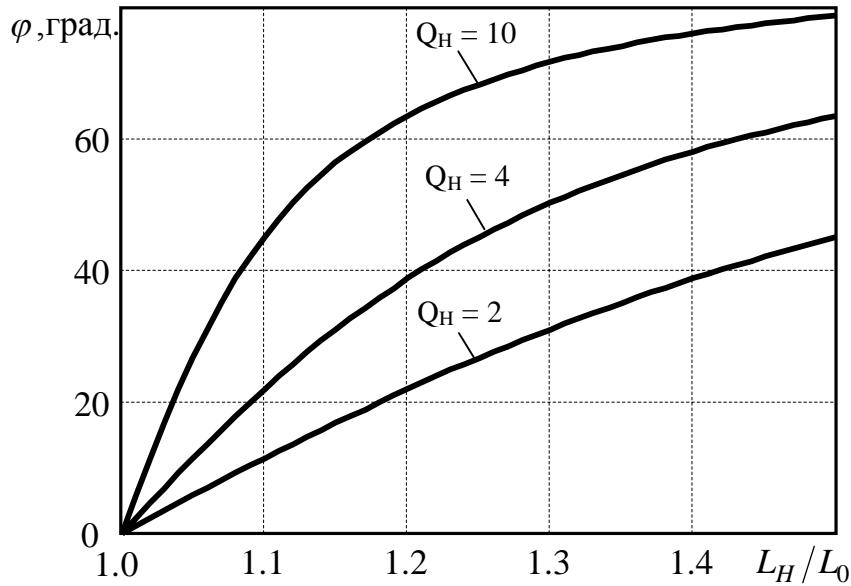


Рисунок 5 – График изменения угла фазового сдвига от величины индуктивность нагружного контура

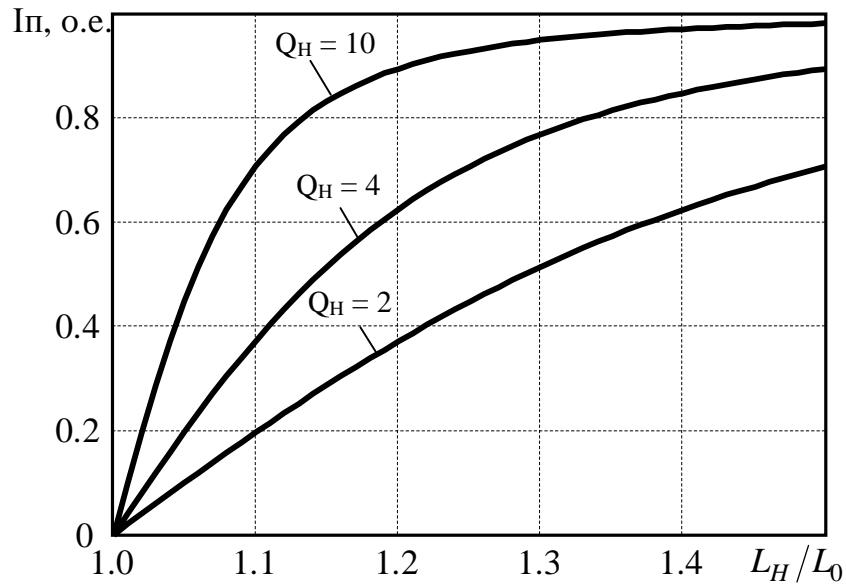


Рисунок 6 – График изменения величины тока переключения от значения индуктивность нагружного контура

График $I_{\pi}^* = f\left(\frac{L_H}{L_0}\right)$, изображенный на рисунке 6 показывает сильную зависимость тока переключения от добротности и индуктивности нагрузки.

Выводы.

Получены аналитические выражения позволяющие анализировать работу инвертора, производить его расчет при изменении частоты и параметров нагрузки.

Установлено, что даже незначительное изменение индуктивности нагрузки по сравнению с индуктивностью соответствующей резонансу, приводит к значительному увеличению тока переключения транзисторов и мощности динамических потерь в них.

Для работы инвертора на переменную нагрузку необходимо постоянно производить подстройку частоты работы инвертора с целью обеспечения оптимальных энергетических режимов и режимов коммутации.

Библиографический список

1. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок / [Беркович Е.И., Ивенский Г.В., Иоффе Ю.С., Моргун В.В.] – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, Ленинград. отд-ние, 1983. – 208 с.
2. Васильев А.С. Источники питания электротермических установок / Васильев А.С., Гуревич С.Г. Иоффе Ю.С. - М.: Энергоатомиздат, 1985. - 248с.
3. Способы регулирования тока транзисторного инвертора напряжения с последовательным резонансным контуром на выходе / Н.Н. Юрченко, П.Н. Шевченко, В.Я. Гуцалюк [та ін.] // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Силова електроніка та енергоефективність". – 2002. – Ч.1. – С. 79 – 81.
4. Частотный и широтно-частотный способы регулирования транзисторным инвертором напряжения с последовательным резонансным контуром на выходе. / В.Я. Гуцалюк, П.Н. Шевченко, И.О. Слесаревский, П.Ю. Герасименко // Технічна електродинаміка. – 2006. – №6. – С. 25 – 29.

Рекомендована к печати д.т.н., проф. Заблодским Н.Н.